

Untersuchung und Erhöhung der Praxistauglichkeit sensorloser Magnetlager nach dem „Direct Digital Inductance Estimation“ - Konzept

Michael Richter^{#1}, Hendrik Schaede^{#2}, Lukas Quurck^{#3}, Stephan Rinderknecht^{#4}

[#] *Institut für Mechatronische Systeme im Maschinenbau
Technische Universität Darmstadt*

¹richter@ims.tu-darmstadt.de

²schaede@ims.tu-darmstadt.de

³quurck@ims.tu-darmstadt.de

⁴rinderknecht@ims.tu-darmstadt.de

Kurzfassung - In diesem Beitrag wird die Praxistauglichkeit sensorloser aktiver Magnetlager nach dem Prinzip der direkten Induktivitätsbestimmung theoretisch und praktisch untersucht. Anders als die Modulationsverfahren verwendet das Verfahren die Form des Stromripples des Spulenstroms zur Bestimmung der Induktivität des Aktors und darüber zur Positionsbestimmung. Der Einsatz von Regelplattformen mit hoher Abtastrate und großer Rechenleistung ermöglicht eine hohe Bandbreite der Positionsbestimmung, Antialiasingfilter werden nicht benötigt. Die Untersuchungen werden an einem einachsigen Prüfstand in Differenzanordnung mit praxisnaher Aktorik durchgeführt. Die Ergebnisse zeigen, dass durch den kleinen Luftspalt und Sättigungseffekte im Eisen des Aktors die Positionsbestimmung erschwert wird. Beide Beschränkungen können allerdings durch softwareseitige Erweiterungen kompensiert werden. Weiterhin resultiert aus induzierten Wirbelströmen eine von der Frequenz der Kraftstellung abhängige Beeinflussung der Induktivität und damit der Positionsbestimmung.

I. EINFÜHRUNG

Grundlegende Idee hinter allen Konzepten sensorloser aktiver Magnetlager ist die Nutzung der Luftspaltabhängigkeit der Induktivität L des Elektromagneten zur Positionsbestimmung. Publierte Konzepte können in Anlehnung an [1] in drei Untergruppen eingeteilt werden (vgl. Abbildung 1). Die erste Untergruppe („Linear Time Invariant Estimation“) nutzt die Eigenschaft des Magnetlagers, allein über die Messung des Stromes und Steuerung der Spannung steuer- und beobachtbar zu sein. Nachteilig hierbei ist die geringe Robustheit des geregelten Systems gegen kleine Parameteränderungen [2]. Die zweite Untergruppe, die der Modulationsverfahren („Linear Periodic Estimation“), überlagert dem Stellsignal des Elektromagneten ein hochfrequentes Träger-signal. Die Größe des Luftspaltes kann dann in Form des Nutzsignals aus dem sich einstellenden Spulenstrom demoduliert werden. [1] beispielsweise nutzt als Trägersignal direkt die Schaltfrequenz des Magnetlagerverstärkers, allerdings führen die für die Demodulation eingesetzten Bandpass- und Tiefpassfilter zu einem Phasenabfall der Positionsbestimmung. Die Bandbreite des Magnetgelagerten Sys-

tems wird deutlich reduziert. Ein Vergleich der beiden Verfahrensgruppen gibt [3]. Die dritte Untergruppe sind die relativ neuen Verfahren der direkten Induktivitätsschätzung basierend auf dem zeitlich hochabgetasteten Verlauf des Spulenstromes, in diesem Beitrag als „Direct Digital Inductance Estimation“ (DDIE) bezeichnet. Im Unterschied zu den Amplitudenmodulationsverfahren mit Schaltverstärker wird hier jedoch nicht die Amplitude des Stromripples erfasst, sondern direkt aus dem Stromverlauf die Induktivität auf digitalem Wege geschätzt. Die rechteckförmige Spulenspannung des schaltenden Magnetlagerverstärkers kann dabei als Testsignal verstanden werden, mit dem das System angeregt wird. Der gemessene Spulenstrom stellt die Antwort des zu identifizierenden Systems dar. Die Zuordnung der identifizierten Induktivität zum Luftspalt erfolgt schließlich über ein Ersatzmodell des Aktors.

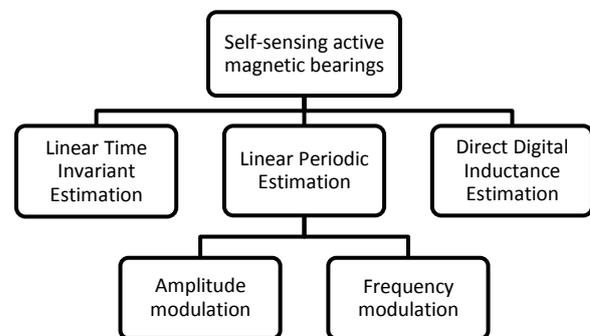


Abbildung 1 - Konzepte aktiver Magnetlager nach [1], erweitert um das Direct Digital Inductance Estimation-Verfahren

Abbildung 2 zeigt beispielhaft einen gemessenen Verlauf des Spulenstroms eines PWM-Intervalls für eine feste Pulsweite von 51% in Abhängigkeit der Größe des Luftspaltes. Die luftspaltabhängige Änderung der Induktivität L ist an der Steigungsänderung des Stroms di/dt zu erkennen, der Form des sich einstellenden Stromripples. Besonders vielversprechend sind die DDIE-Verfahren, da sie ohne zusätzliche Filter auskommen und konventionell eingesetzte

Stromsensoren eine Bandbreite im dreistelligen kHz-Bereich aufweisen. Der Phasenabfall der Positionsbestimmung ist damit reduziert auf den Anteil der Rechenzeit und liegt damit von Seiten der Sensorhardware theoretisch im Bereich eines idealen externen Positionssensors.

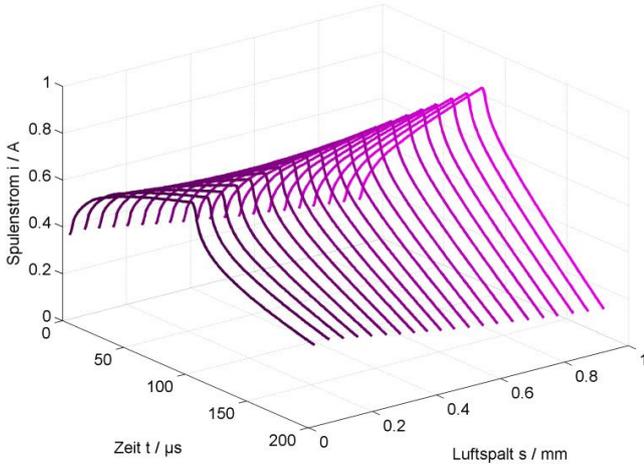


Abbildung 2 – zeitlicher Stromverlauf bei fester Pulsweite und unterschiedlichen Luftspalten

Die Methode wird in der Ausführung von [4] an dem in Abbildung 3 gezeigtem einachsigen Prüfstand mit innenliegenden Aktoren untersucht. Tabelle I fasst dessen Eigenschaften zusammen.

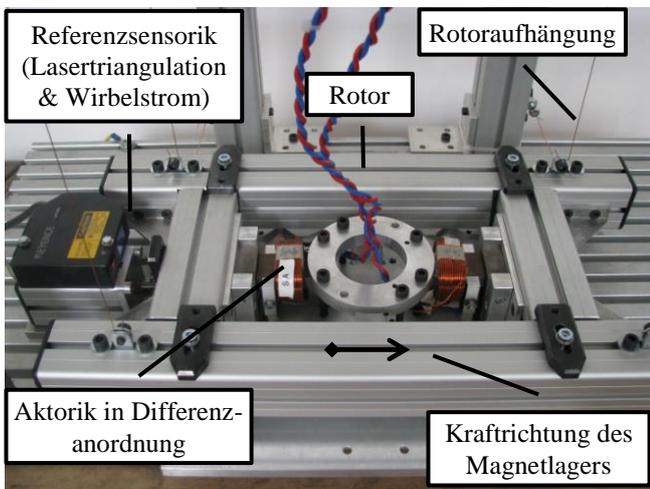


Abbildung 3 - Foto des einachsigen Prüfstandes mit innenliegenden Aktoren

TABELLE I
EIGENSCHAFTEN DES PRÜFSTANDES

| | |
|-----------------------------|---------------|
| Windungszahl | 145 |
| Ruheluftspalt | 0,5 mm |
| Polfläche | 13 mm x 26 mm |
| Weichmagnetisches Material | M165-35S |
| Verstärker Ausgangsspannung | 48 V |
| Maximalstrom | +/- 8A |
| Masse Rotor | 4 kg |

Zur Datenerfassung und Regelung wird ein PXI-System mit einer Taktfrequenz von 2,1 GHz eingesetzt, die maximale Abtastrate der Strommessung beträgt 1 MS/s, die Auflö-

sung 16 bit. Diese Auflistung lässt auf ein, im Vergleich zu üblicherweise bei Magnetlagern verwendeten Regelplattformen, überdimensioniertes System schließen. Tatsächlich kann mit dem System keine ausreichend hohe Taktfrequenz der Regelung erreicht werden. Der Datenaustausch zwischen Messkarte und Prozessor benötigt ca. 30 μ s, der Austausch zwischen Prozessor und PWM-Modul noch einmal 40 μ s. Um die Abarbeitung der benötigten Rechenschritte in der verbleibenden Zeit zu gewährleisten, muss die PWM-Frequenz auf 5 kHz begrenzt werden.

In [4] wird die Umsetzung des Verfahrens an einem Prüfstand mit einem Luftspalt von 4 - 6 mm beschrieben. Der Aktor verfügt dabei über 452 Wicklungen, eine effektive Polfläche von 832 mm², und die PWM-Frequenz beträgt etwa 1 kHz. Insbesondere infolge des geringer gewählten Ruheluftspalts von 0,5 mm und der höheren PWM-Frequenz von 5 kHz ist das hier verwendete Prüfstandlager als praxisnäher einzustufen.

II. GRUNDIDEE DER INDUKTIVITÄTSSCHÄTZUNG

Ausgangspunkt des in [4] beschriebenen und am Prüfstand implementierten Verfahrens für die Schätzung der Induktivität ist Gleichung (1):

$$-Ri(t) + u(t) = \frac{d\Psi(t)}{dt} \quad (1)$$

Sie verknüpft den elektrischen Teil des Magnetlagers mit Spulenwiderstand R , Spulenstrom $i(t)$ und Spulenspannung $u(t)$ mit dem magnetischen Teil, repräsentiert durch die zeitliche Änderung des verketteten magnetischen Flusses $\Psi(t)$. Mit der Definition der Induktivität $L(t)$

$$L(t) = \frac{\Psi(t)}{i(t)} \quad (2)$$

kann sie weiter konkretisiert werden zu:

$$-Ri(t) + u(t) = i(t) \frac{dL(t)}{dt} + L(t) \frac{di(t)}{dt} \quad (3)$$

Nimmt man vereinfachend an, dass sich die Induktivität zeitlich nicht ändert ($\dot{L} = \frac{dL(t)}{dt} = 0$), der Spulenwiderstand R dem geschätzten Widerstand \hat{R} entspricht und integriert über die Zeitspanne $t \in [t_s, t_e]$ eines Intervalls des Stromrippe, so erhält man:

$$i(t_e) = i(t_s) + \frac{1}{\hat{L}} \int_{t_s}^{t_e} (-\hat{R}i(t) + u(t)) dt \quad (4)$$

Hierin ist \hat{L} die geschätzte Induktivität im betrachteten Zeitintervall. Ist die Abtastperiodendauer T_A klein gegenüber der Periodendauer einer PWM Periode, kann das Zeitintegral hinreichend genau durch eine Summe approximiert werden und das digital verwertbare Äquivalent der Gleichung (4) kann wie folgt geschrieben werden:

$$i_k = i_{m_s} + (\hat{L})^{-1} \Delta \psi_k \text{ mit } k = m_s, \dots, m_e \quad (5)$$

Hierin gilt für $\Delta \Psi_k$:

$$\begin{aligned} \Delta \Psi_{m_s} &= 0 \\ \Delta \Psi_k &= T_A \sum_{j=m_s}^{k-1} (-\hat{R} i_j + u_j) \text{ mit } k = m_s + 1, \dots, m_e \end{aligned} \quad (6)$$

Die Indizes m_s und m_e kennzeichnen Start- und Endsample des aufgenommenen Spulenstroms und der Spulenspannung im betrachteten Intervall. Eine Spannungsmessung ist nicht zwingend erforderlich, da im betrachteten Intervall die Spulenspannung der geschalteten Verstärker Ausgangsspannung entspricht und diese bekannt ist. Grundsätzlich kann alleine über die Messung zweier Stromwerte die Induktivität bestimmt werden. Die Messung des Stromes ist jedoch mit Messunsicherheiten verbunden. Wird jene Minimalanzahl von Messwerten zur Induktivitätsbestimmung verwendet, so ist der Einfluss der Messunsicherheit auf den resultierenden Fehler der Induktivitätsschätzung vergleichsweise groß. Um den Fehler klein zu halten werden in [4] alle im entsprechenden Intervall zur Verfügung stehenden Messwerte zur Induktivitätsschätzung herangezogen und das sich ergebende überbestimmte Gleichungssystem über die Summe der kleinsten Fehlerquadrate gelöst.

Gleichung (4) liegen zwei Annahmen zugrunde. Die Erste ist die, dass sich die Induktivität zeitlich nicht ändert, also $\frac{dL(t)}{dt} = 0$ ist. Eine weitaus allgemeinere Formulierung von (4) ergibt sich mit der Annahme, dass die zeitliche Änderung der Induktivität konstant über der Zeitspanne $t \in [t_s, t_e]$ ist ($\dot{L} = \text{konst.}$). Die zweite Annahme geht davon aus, dass der Widerstand der Spule immer exakt bekannt ist. Ist dies nicht der Fall, so muss angenommen werden, dass der reale Widerstand R sich aus dem geschätzten Widerstand \hat{R} und einen Fehlerterm ΔR

$$R = \hat{R} + \Delta R \quad (7)$$

zusammensetzt. Zusammen mit der geschätzten Induktivität \hat{L} über Gleichung (5) kann damit unter der Voraussetzung eines konstanten Stromanstiegs über dem betrachteten Zeitintervall

$$\frac{di}{dt} = \frac{i(t_e) - i(t_s)}{t_e - t_s} = \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (8)$$

Gleichung (3) wie folgt ausgedrückt werden:

$$\begin{aligned} \bar{L} &= \hat{L} - (\Delta R + \dot{L}) \frac{\bar{i}}{\Delta i} \Delta t \\ \bar{L} &= \frac{1}{\Delta t} \int_{t_s}^{t_e} L dt \\ \bar{i} &= \frac{1}{\Delta t} \int_{t_s}^{t_e} i dt \end{aligned} \quad (9)$$

\bar{L} bezeichnet damit die mittlere, geschätzte Induktivität. Sowohl die nicht zwingend bekannte Induktivitätsänderung \dot{L} als auch ein um den Fehlerterm ΔR falsch geschätzter Spulenwiderstand tragen somit in gleicher Weise zu einem Schätzfehler $\bar{L} - \hat{L}$ der Induktivität bei.

Stellt man Gleichung (9) für zwei Intervalle $t' \in [t'_s, t'_e]$ und $t'' \in [t''_s, t''_e]$ des Stromripple auf (etwa für die steigende und fallende Flanke des Stromripple) und kombiniert beide

$$\bar{L} = \frac{\hat{L}' \Delta i' \bar{i}'' \Delta t'' - \hat{L}'' \Delta i'' \bar{i}' \Delta t'}{\Delta i' \bar{i}'' \Delta t'' - \Delta i'' \bar{i}' \Delta t'} \quad (10)$$

so kann der Einfluss von ΔR und \dot{L} auf die Induktivitätsschätzung eliminiert werden. Die bislang noch nicht berechneten Werte $\Delta i'$, $\Delta i''$, \bar{i}' und \bar{i}'' können aus der Messung des Stromes berechnet werden. [4] schlägt aufgrund des Messrauschens des Stromes auch hier eine Approximation über die Methode der kleinsten Fehlerquadrate vor.

III. UMSETZUNG DER METHODE AM PRÜFSTAND

Für kleine Luftspalte spielt das Werkstoffverhalten infolge der geringeren Scherung der Magnetisierungskurve eine zunehmende Rolle und die Permeabilität des Werkstoffes kann nicht vereinfachend als konstant angesehen werden. Als Folge ist der verkettete magnetische Fluss nicht mehr linear vom Spulenstrom abhängig und die Induktivität des Lagers wird Spulenstromabhängig:

$$L(s, i) = \frac{\Psi(s, i)}{i} \quad (11)$$

Abbildung 4 zeigt den gemessenen, linear interpolierten Induktivitätsverlauf des Prüfstandlagers, wobei die Induktivität bei unterschiedlichen Spulenströmen jeweils für verschiedene bekannte Luftspalte über Gleichung (10) geschätzt ist. Er zeigt insbesondere für kleine Luftspalte und hohe Spulenströme einen nicht erwarteten Induktivitätsabfall mit sinkendem Luftspalt. Eine hohe Schätzgüte der Lagerinduktivität über den in [4] beschriebenen Algorithmus ist in diesem Bereich offensichtlich nicht mehr möglich. Die dort getätigten Annahmen, insbesondere die der über eine PWM-Periode zeitlich konstante Induktivitätsänderung, sind hier nicht mehr zutreffend.

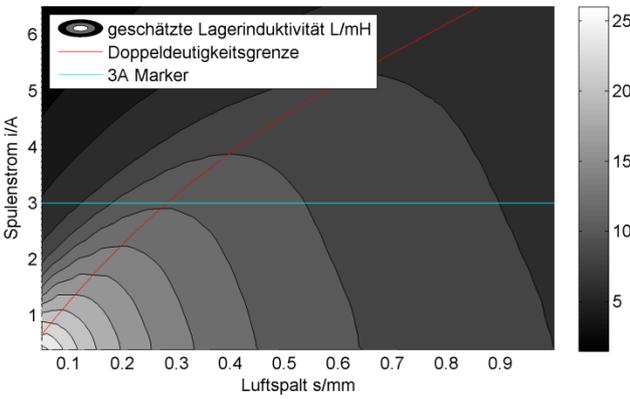
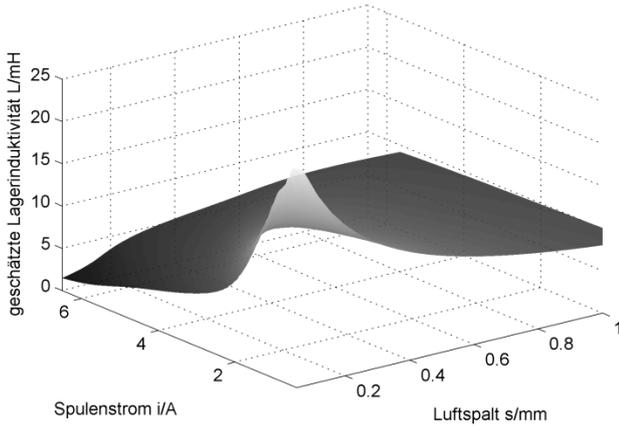


Abbildung 4 - Induktivitätskennfeld

A. Umformulierung der Induktivitätsschätzung

Betrachtet man nochmals Abbildung 4, so ähnelt der Verlauf der geschätzten Induktivität dem der differentiellen Induktivität $L_d(s, i)$.

$$L_d(s, i) = \frac{\partial \Psi(s, i)}{\partial i} \quad (12)$$

Demnach kann eine Umformulierung des Algorithmus hin zur Schätzung der differentiellen Induktivität die Güte der Schätzung für kleine Luftspalte und große Spulenströme verbessern. Die einzelnen Rechenschritte bleiben unangetastet.

Gleichung (1) kann mit Gleichung (12) umgeformt werden zu:

$$\begin{aligned} -Ri(t) + u(t) &= \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial i} \frac{di(t)}{dt} + \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \\ &= L_d(i, s) \frac{di(t)}{dt} + \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \end{aligned} \quad (13)$$

Wird angenommen, dass sich die differentielle Induktivität zeitlich nicht ändert und der Spulenwiderstand R dem geschätzten Widerstand \hat{R} entspricht, so behalten Gleichungen (4) bis (6) ihre Gültigkeit, die geschätzte differentielle Induktivität \hat{L}_d kann in gleicher Weise wie \hat{L} über sie berechnet werden.

Mit Hilfe eines Koeffizientenvergleichs von Gleichung (13) mit (3)

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} &= \frac{i(t)}{i(t)} \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \\ &\cong i(t) \frac{\partial L}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \end{aligned} \quad (14)$$

kann Gleichung (9) umgeschrieben werden zu:

$$\bar{L}_d = \hat{L}_d - \left(\Delta R + \frac{1}{i(t)} \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \right) \frac{\dot{i}}{\Delta i} \Delta t \quad (15)$$

Ihr liegen die gleichen Annahmen wie Gleichung (9) zugrunde mit dem Unterschied, dass anstelle der Forderung nach einer zeitlich konstanten Änderung der Induktivität der Term

$$\frac{1}{i(t)} \frac{\partial \Psi(i, s)}{\partial s} \frac{ds(t)}{dt} \quad (16)$$

im betrachteten Zeitintervall konstant sein muss. Trifft diese Annahme zu, kann der Einfluss von ΔR und (16) bzw. die infolge der Rotorgeschwindigkeit induzierten Spannung wieder über die Kombination zweier differentieller Induktivitätsschätzwerte \hat{L}'_d und \hat{L}''_d über Gleichung (10) eliminiert werden.

Für das Induktivitätskennfeld aus Abbildung 4 wurde Gleichung (10) jeweils für feste Luftspalte s ausgewertet. Der Term (16) ist damit gleich null ($\frac{ds(t)}{dt} = 0$) und das gezeigte Induktivitätskennfeld stellt wie vermutet den differentiellen Induktivitätsverlauf dar.

Um die Benennung und Notation kurz und lesbar zu halten, wird nachfolgenden unter der Induktivität L immer die differentielle Induktivität L_d verstanden.

B. Zuordnung der geschätzten Induktivität zum Luftspalt

Für die Bestimmung des Luftspaltes muss eine Zuordnung der geschätzten mittleren Induktivität \bar{L}_d zum Luftspalt vorgenommen werden. Prinzipiell bestehen hier zwei verschiedene Ansätze: einmal die Möglichkeit auf ein elektromechanisches Ersatzmodell oder Black-Box-Modell des Aktors zurückzugreifen und einmal die Verwendung eines messtechnisch erfassten Kennfeldes. Der Abgleich oder äquivalent die Approximation des tatsächlichen Induktivitätsverlaufs durch das Ersatzmodell gelingt nur dann, wenn das Modell das relevante Verhalten des Magnetlagers ausreichend genau beschreiben kann. Abhängig von der Qualität und Komplexität des Modells resultiert ein Approximationsfehler, dessen Größe direkt die Genauigkeit der Positionsbestimmung beeinflusst. Die Forderung nach einer hohen Positionsgenauigkeit führt entsprechend zu einem großen Modellierungsaufwand und einem höheren Bedarf an Rechenleistung. Deutlich weniger Rechenleistung bei einer höheren Genauigkeit der Positionsbestimmung benötigt die Verwendung des messtechnisch erfassten Induktivitätskennfeldes aus Abbildung 4 als Lookup-Table, weshalb diese Methode am Prüfstand eingesetzt wird.

C. Doppeldeutigkeit der Positionsschätzung

Das in Abbildung 4 dargestellte Kennfeld zeigt eine Doppeldeutigkeit der Induktivität in der Zuordnung zum Luftspalt. Abbildung 5 verdeutlicht dies anhand eines Ausschnitts aus dem Kennfeld für einen Spulenstrom von 3 A. Die Zuordnung der geschätzten Induktivität zum Luftspalt ist bei kleinem Luftspalt nicht mehr eindeutig, bei gleichem Spulenstrom können einer bestimmten Induktivität zwei unterschiedliche Luftspalte zugeordnet werden. Diese Doppeldeutigkeit resultiert aus der feldstärkeabhängigen Permeabilität des Werkstoffes. Bezogen auf den Aktor ist sie vom Luftspalt und vom Spulenstrom abhängig $\mu_r = f(s, i)$. In Abbildung 4 ist ebenfalls eine Doppeldeutigkeitsgrenze eingezeichnet. Sie unterteilt den Arbeitsbereich des Magnetlagers in zwei bezüglich der Positionsschätzung eindeutige Arbeitsbereiche. Die Doppeldeutigkeitsgrenze fällt dabei in die Nähe des Beginns der magnetischen Sättigung, da ab hier die Permeabilität zunehmend von einer Konstanten abweicht und stark sinkt.

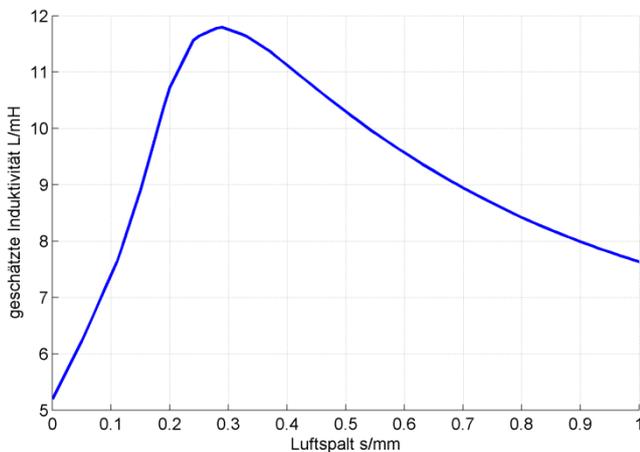


Abbildung 5 – Lagerinduktivität in Abhängigkeit vom Luftspalt s (Spulenstrom: 3A)

Um die Doppeldeutigkeit der Positionsschätzung zu umgehen muss demzufolge sichergestellt werden, dass das Magnetlager im Betrieb den eindeutigen Arbeitsbereich bis zur Doppeldeutigkeitsgrenze nicht überschreitet – also nicht bis in die Sättigung des Materials angesteuert wird. Dies gelingt für den untersuchten Aktor wenn der Arbeitspunkt, beschrieben durch den Anfangsluftspalt und die maximale Aussteuerung des Aktors (abhängig von der Vormagnetisierung), hinreichend weit von der Grenzlinie entfernt ist – also entsprechend für einen großen Anfangsluftspalt s_0 und/oder für einen kleinen Vormagnetisierungsstrom i_{bias} . Andernfalls muss in Abhängigkeit des vorherrschenden Luftspaltes eine Stellgrößenbeschränkung des Spulenstromes vorgesehen werden. Beide aufgeführten Maßnahmen beschränken jedoch stark die Performance des Magnetlagers, Dynamik und Maximalkraft nehmen mit kleiner werdendem Luftspalt und größer werdendem Vormagnetisierungs- bzw. Spulenstrom zu.

Im Fall der Differenzanordnung der Aktoren kann diese zur Auflösung der Doppeldeutigkeit genutzt werden, wie es in [5] vorgestellt wird. Hierzu wird zur Positionsschätzung nicht nur die geschätzte Induktivität eines Elektromagneten, sondern die beider Elektromagnete verwendet. Für den bei-

spielhaften Betriebspunkt (Rotorposition $x = -0.2$ mm, Steuerstrom $i_s = 0.5$ A) des Lagers zeigt Abbildung 6 die gemessenen Induktivitätsverläufe des Elektromagneten A und B des jeweiligen Spulenstroms

$$i_A = i_{bias} + i_s \quad (17)$$

$$i_B = i_{bias} - i_s$$

aufgetragen über der Rotorposition. Aus der Induktivitätsschätzung mittels Gleichung (10) für den Elektromagneten A und B erhält man \bar{L}_A und \bar{L}_B (hier: 8,8 mH und 12,8 mH). Über die zugehörigen Induktivitätsverläufe $L_{A i=3.5A}(x)$ und $L_{B i=2.5A}(x)$ können nun die geschätzten Rotorpositionen x_{A1}, x_{A2} sowie x_{B1}, x_{B2} ermittelt werden. Wie aus Abbildung 6 ersichtlich, ist die von der Doppeldeutigkeit befreite Rotorposition x diejenige, bei der x_A und x_B den gleichen Wert annehmen (hier: $x = x_{A1} = x_{B2} = -0,2$ mm). Im Fall von rauschbehafteten, geschätzten Induktivitätswerten ist sie diejenige Rotorposition x , zu der x_A und x_B den betragsmäßig kleinsten Abstand haben.

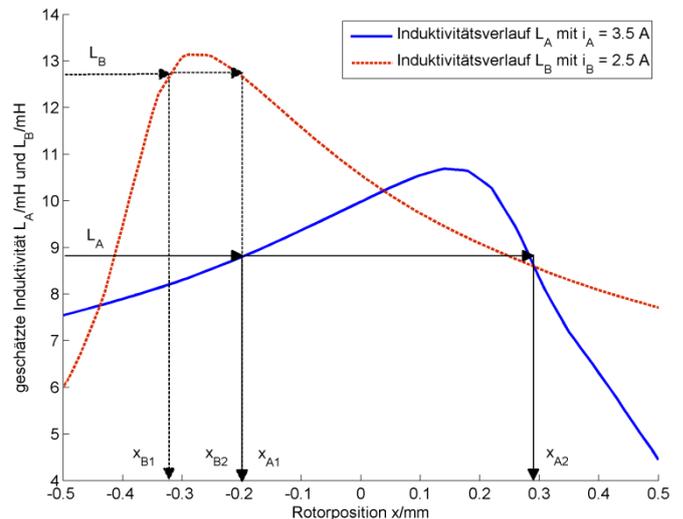


Abbildung 6 – Induktivitätsverlauf der Elektromagneten des Magnetlagers in Differenzanordnung über der Rotorposition x

D. Einfluss der Wirbelströme und der Hysterese des Werkstoffes

Abbildung 7 zeigt beispielhaft den gemessenen Verlauf des Spulenstroms über ein PWM-Intervall. Der markierte Bereich großen Stromanstiegs im Stromverlauf ist auf die sich im Aktor aufbauenden Wirbelströme zurückzuführen und wird von diesen dominiert [2]. Infolge der in diesem Bereich nicht zutreffenden Annahme eines konstanten Stromanstiegs wird das Ergebnis der Induktivitätsschätzung nach Gleichung (15) bzw. (10) verfälscht. Um die Genauigkeit der Positionsbestimmung zu erhöhen, wird der Bereich der sich ausprägenden Wirbelströme bei der Positionsbestimmung ausgelassen.

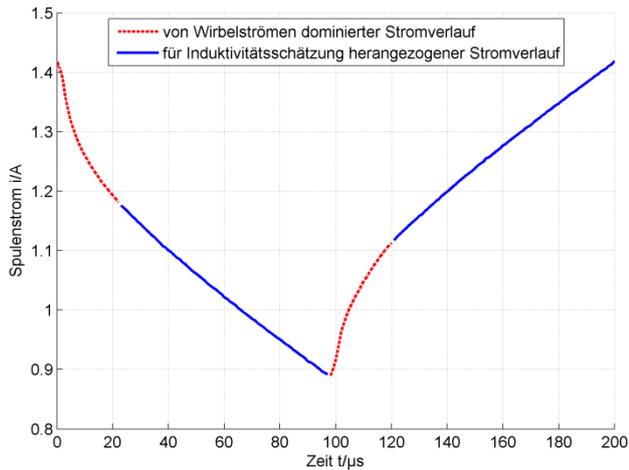


Abbildung 7 – Stromverlauf eines Elektromagneten des Prüfstandlagers (Luftspalt $s=0,35$ mm)

E. Abhängigkeit der Positionsbestimmung von der Stellfrequenz

Bei der Ansteuerung des Magnetlagers mit einem pulsweitenmodulierten Schaltverstärker muss zwischen zwei Signalbereichen unterschiedlich hoher Aussteuerung und Frequenz unterschieden werden. Dies sind die Schaltfrequenz (20-80 kHz) des Verstärkers mit verhältnismäßig kleiner Aussteuerung ($<0,5$ A für das untersuchte System) und die Stellfrequenz des Magnetlagers (<500 Hz) mit einer Aussteuerung über dessen gesamten Arbeitsbereich (0 A bis ~ 8 A im Fall des untersuchten Systems). Abhängig von der Stellaktivität des Lagers werden folglich globale Hystereseschleifen durchlaufen. Auf jedem Punkt der globalen Hystereseschleifen liegt - vereinfachend betrachtet - wiederum eine kleine Hystereseschleife, die mit Schaltfrequenz durchlaufen wird. Tatsächlich können beide Hystereseschleifen nicht gesondert durchlaufen werden, da sich die zur Betriebsfrequenz gehörende globale Hystereseschleife aus den zur Schaltfrequenz gehörenden, unvollständig durchlaufenen „kleinen“ Hystereseschleifen zusammensetzt.

Die Induktivitätsbestimmung erfolgt bei dem hier untersuchten Konzept anhand der „kleinen“ Hystereseschleifen über jeweils ein PWM-Intervall. Abhängig vom Punkt auf der globalen Hystereseschleife ändert sich somit die Steigung der „kleinen“ Hystereseschleife, die der Induktivität des Aktors ($L = \partial \Psi / \partial i$) entspricht. Abbildung 8 stellt dieses Verhalten qualitativ für eine Stellfrequenz dar. Es wird deutlich, dass es hier auf der Hysteresekurve zu einer weiteren Doppeldeutigkeit kommt.

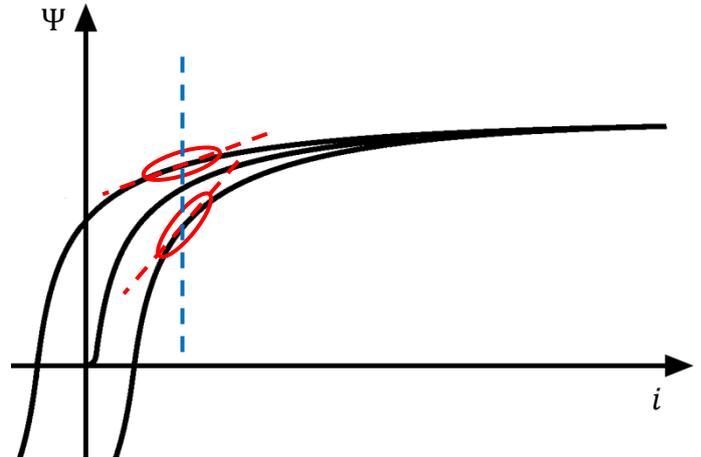


Abbildung 8 – Doppeldeutigkeit der Induktivität für einen Spulenstrom infolge der Hysterese des Werkstoffes

Weiterhin resultiert über die induzierten Wirbelströme die Breite der Hystereseschleife aus der Stellfrequenz des Aktors [6]. Entsprechend gehören zu jeder Stellfrequenz des Lagers je Spulenstrom zwei Induktivitätswerte. Wie groß dieser Einfluss der Stellfrequenz ist, hängt entsprechend von den Eigenschaften des Materials, der Größe der Hysterese und der über die Wirbelströme hervorgerufenen Frequenzabhängigkeit ab. Sind beide gering, fallen alle Hysteresekurven näherungsweise zu der so genannten Kommutierungskurve zusammen. Die Doppeldeutigkeit infolge der Hysterese ist somit nicht mehr vorhanden. Der Einfluss der Hysterese und Wirbelströme auf die Induktivität wird aber auch durch die Scherung der Hysteresekurven, also der Größe des Luftspaltes abgemildert. Auch mit zunehmendem Luftspalt fallen die Hysteresekurven wieder zu einer gemeinsamen Kurve zusammen [6]. Abhängig von dem daraus resultierenden, noch nicht quantifizierten, Positionsschätzfehler kann bei kleinen Luftspalten die Werkstoffauswahl entscheidend sein. Der weichmagnetische Kern des Aktors besteht aus gestapelten Elektroböden des Typs M165-35S. Eine mit Hinblick auf die Frequenzabhängigkeit des Werkstoffverhaltens vielversprechendere Werkstoffklasse ist die der Soft-Magnetic-Composites (SMC). Sie zeichnen sich durch einen um mehrere Größenordnungen höheren spezifischen Widerstand und damit geringeren Wirbelströmen aus.

IV. DISKUSSION UND AUSBLICK

Die Umsetzung eines sensorlosen Magnetlagers nach dem Konzept der direkten Induktionsschätzung (DDIE) auf einem praxisnahen Prüfstand gelingt, allerdings werden Einschränkungen des nutzbaren Arbeitsbereichs des Lagers hinsichtlich Position und maximalem Strom deutlich. Aufgrund des geringen Luftspaltes des Aktors hat das Materialverhalten des Weicheisens einen nicht vernachlässigbaren Einfluss auf die Induktivität, die Permeabilität des Eisens kann nicht vernachlässigt werden. Sättigungseffekte des Magnetmaterials führen einerseits zu einer zusätzlichen Abhängigkeit der Induktivität vom Spulenstrom. Andererseits kommt es durch die Sättigungserscheinungen zu einer Doppeldeutigkeit zwischen Induktivität und Luftspalt, d.h. einer bestimmten Lagerinduktivität können zwei Luftspalte zugeordnet werden. Während die Spulenstromabhängigkeit

über eine Erweiterung des Aktormodells berücksichtigt werden kann, beispielsweise durch einen messtechnisch erfassten Lookup-Table, bietet es sich an, die Doppeldeutigkeit der Positionsbestimmung durch die Ausnutzung der differentiell angeordneten Aktoren aufzulösen. Der Arbeitsbereich des Lagers wird hin zu hohen Strömen und kleinen Luftspalten erweitert. Aufgrund fehlender Rechenleistung der eingesetzten Regelplattform konnte dieser Ansatz bisher nicht praktisch untersucht werden.

Die konkrete Implementierung des DDIE-Konzeptes zeigt hohe Anforderungen an die Datenerfassung und Regelplattform. Um eine zu Wirbelstromsensoren vergleichbare Positionsgenauigkeit zu erhalten, müssen Abstraten im MHz-Bereich vorliegen und das abzutastende Signal einen hohen Rauschabstand aufweisen. Des Weiteren gilt es bei praxisnahen Betriebsbedingungen die komplexen Zusammenhänge zwischen Induktivität, Strom, Position und Materialverhalten bei der Auslegung zu berücksichtigen. Durch den Verzicht auf Anti-Aliasing-Filter niedriger Eckfrequenz ist ein im Vergleich zu externen Positionssensoren geringerer Phasenabfall der Positionsschätzung zu erwarten, wodurch eine Steigerung der Bandbreite des Magnetlagers möglich wird. Ziel der weiteren Untersuchungen ist es diese Erwartung zu belegen.

Weiterhin führt die infolge der Wirbelströme stellfrequenzabhängige Hysterese des Werkstoffes zu einer zusätzlichen Doppeldeutigkeit der Positionsschätzung. Abhängig von der Geschichte der Ansteuerung gehören zu jeder Stellfrequenz, Rotorposition und Spulenstrom zwei Induktivitätswerte. Wird dies bei der Zuordnung der Induktivität zum Luftspalt nicht berücksichtigt, ergeben sich fälschlicherweise mehrere Rotorposition. Wie hoch die Fehlschätzung der Rotorposition ist, soll in weiteren Untersuchungen ermittelt werden. Dies kann einerseits mit Hilfe noch nicht

vorliegender, frequenzabhängiger Hystereseschleifen rechnerisch ermittelt werden. Sie sind in ein bestehendes Berechnungsmodell des Aktors einzuarbeiten. Andererseits kann die Fehlschätzung der Rotorposition auch experimentell ermittelt werden. Hierzu kann bei fester, bekannter Rotorposition der Spulenstrom mit unterschiedlichen Stellfrequenzen im Großsignalbereich moduliert werden. Die Streuung der so zu einem Spulenstrom geschätzten Induktivitätswerte gibt Aufschluss über die resultierende Fehlschätzung der Rotorposition.

LITERATUR

- [1] A. Schammas, R. Herzog, P. Buhler, und H. Bleuler, „New results for self-sensing active magnetic bearings using modulation approach“, *Control Syst. Technol. IEEE Trans.*, Bd. 13, Nr. 4, S. 509–516, Juli 2005.
- [2] G. Schweitzer und E. H. Maslen, *Magnetic Bearings*. Heidelberg: Springer, 2013.
- [3] E. H. Maslen, D. T. Montie, und T. Iwasaki, „Robustness Limitations in Self-Sensing Magnetic Bearings“, *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, Bd. 128, Nr. 2, S. 197–203, Apr. 2005.
- [4] T. Glück, W. Kemmettmüller, C. Tump, und A. Kugi, „A novel robust position estimator for self-sensing magnetic levitation systems based on least squares identification“, *Control Eng. Pr.*, Bd. 19, Nr. 2, S. 146–157, Feb. 2011.
- [5] N. Skricka und R. Markert, „Improvements of the integration of active magnetic bearings“, *Mechatronics*, Bd. 12, Nr. 8, S. 1059–1068, Okt. 2002.
- [6] R. Boll, *Weichmagnetische Werkstoffe*, 4. Aufl. Berlin: Siemens Aktiengesellschaft, 1990.